Über Kippgeneratoren mit Hochvakuumröhren

Inaugural-Dissertation
zur Erlangung der Doktorwürde,
genehmigt von der mathematisch-naturwissenschaftlichen Fakultät
der Friedrich-Wilhelm-Universität zu Berlin

von
Gerhard Faust
aus Hildesheim

Tag der Promotion: 21. Mai 1937
Tag der mündlichen Prüfung: 14. April 1937

N 12

Referenten: Professor Dr. Leithäuser,
Professor Dr. Wehnelt

R. UNIV.
BIBLIOTHEEK
LEIDEN

Sonderdruck aus „Funktechnische Monatshefte“ 1937, Heft 6
Verlag Weidmannsche Verlagsbuchhandlung, Berlin SW 68

Seit der Kathodenoszillograph in steigendem Maße für die Untersuchung von Wechselspannungen herangezogen wird, erlangten zur Erzielung stehender Bilder auf dem Schirm der Braunschen Röhre die verschiedenen Verfahren zur Ablenkung des Strahles Bedeutung. Mechanische Verfahren werden nur bei fortlaufender Aufnahme der Kurven auf photographische Platten oder Film benutzt. Zur visuellen Betrachtung und zur photographischen Aufnahme von Einzelbildern wird fast immer zur Herstellung der Zeitachse ein elektrisches Kippgerät benutzt, das in Verbindung mit einem Plattenpaar der Braunschen Röhre den Strahl synchron zu der zu beobachtenden Spannung ablenkt. Hierbei werden meist mehrere Schwingungen der zu untersuchenden Spannung nebeneinander abgebildet, bevor der Strahl in seine Ausgangslage zurückspringt. In dieser Arbeit sollen die theoretischen Grundlagen an Kippgeräten mit gasgefüllten Röhren als Grundbeispiel dargestellt und dann ihre Gültigkeit an den Nachbildungen der gasgefüllten Röhren durch Schaltungen mit Hochvakuumröhren experimentell untersucht werden.

Die Grundschaltung für alle Kippgeneratoren mit gasgefüllten Röhren zeigt Abb. 1. Ein Kondensator C wird über einen Widerstand R aufgeladen. R muß, um eine kippfähige Schaltung zu erhalten, mehrmals größer sein als der Widerstand R_i der gezündeten Röhre. Dann wird beim Aufladen des Kondensators C mit Hilfe der Batteriespannung U nach Erreichen der Zündspannung V_z die Ladung des Kondensators über die Glimmlampe abfließen, bis die Spannung desselben den Wert der Löschspannung V_l unterschreitet. In diesem Moment wird die Glimmlampe nichtleitend, und die Aufladung des Kondensators C beginnt von neuem. Die Spannungs-

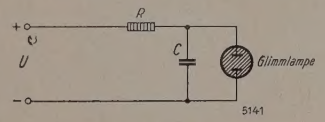


Abb. 1

differenz $V_z - V_l$ wird als die Nutzspannung N oder die Amplitude der Kippspannung bezeichnet, die an C abgenommen wird. Die Schaltungen mit gittergesteuerten, gasgefüllten Röhren (Thyratron) unterscheiden sich hiervon nur durch die Zündspannung und somit durch die Nutzspannung. Die Zündspannung ist nicht fest gegeben, sondern sie kann oberhalb einer Minimalspannung durch Verändern der negativen Gittervorspannung bestimmt werden.

1. Die Aufladezeit

Die Periode der Kippspannung setzt sich aus der Aufladezeit T_a und der Entladezeit T_r des Kondensators C zusammen.

$$T = T_a + T_r$$

Die Spannungskurve eines Kondensators C, der über einen Widerstand R aufgeladen wird, wird bekanntlich durch die Formel (1) beschrieben:

$$U_{Kond} = U - AR \cdot e^{-\frac{t}{RC}} \quad . \; . \; . \quad (1)$$

A ist eine Integrationskonstante, deren Größe durch die Anfangsbedingung, daß für $t = 0$ die Kondensatorspannung U_{Kond} = der Löschspannung V_l ist, bestimmt wird.

$$V_l = U - AR$$

$$A = \frac{U - V_l}{R}$$

$$U_{Kond} = U - (U - V_l)\, e^{-\frac{t}{RC}} \quad . \; . \quad (2)$$

Die Dauer der Aufladung erhält man, wenn man in (2) die Kondensatorspannung U_{Kond} gleich der Zündspannung V_z setzt.

$$U_{Kond} = V_z$$

$$V_z = U - (U - V_l)\, e^{-\frac{t}{RC}}$$

$$\frac{U - V_z}{U - V_l} = e^{-\frac{t}{RC}}$$

$$t = \mathrm{R\,C}\, ln \frac{U - V_l}{U - V_z} = T_a \quad . \; . \; . \quad (3)$$

Die Aufladezeit wird durch die Zeitkonstante $R \cdot C$, die Höhe der Batteriespannung und die Amplitude der Kippspannung bestimmt. Die Spannungskurve am Kondensator bezogen auf t ist, wie (1) zeigt, gekrümmt, außer wenn die Differenz $U - V_z$ sehr groß ist.

Um diesen Anstieg zeitlinear zu machen, müssen dem Kondensator in gleichen Zeiteinheiten gleiche Elektrizitätsmengen zugeführt werden. Daher wird der Widerstand R häufig durch eine Elektronenröhre (Laderöhre), die im Sättigungsgebiet arbeitet, ersetzt (Abb. 2). Hierfür

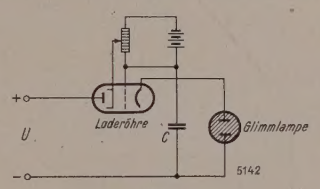


Abb. 2

sind besonders Fünfpolröhren geeignet, da sich deren Sättigungsstrom in weiten Grenzen durch die Schirmgitterspannung und die Gitterspannung verändern läßt. Die Spannung am Kondensator steigt dann geradlinig an, solange die Differenz zwischen der Batteriespannung und der Kondensatorspannung höher als die Sättigungsspannung der Laderöhre ist. In diesem Falle wird die Anstiegzeit

$$T_a = \frac{(V_z - V_l)\, C}{J} \quad . \; . \; . \; . \quad (3a)$$

J = Ladestrom des Kondensators C. (Rudolph, Archiv für Elektrotechnik 13. 1924. 2. 12.)

In der vorliegenden Arbeit wurde von dieser Schaltungsweise kein Gebrauch gemacht, da die Benutzung eines Widerstandes einfachere Formeln und übersichtlichere Ergebnisse liefert.

2. Der Rücklauf

Wenn die Zündspannung V_z erreicht ist, entlädt sich der Kondensator C über den vorhandenen Röhrenleitwert R_i bis zum Erreichen der Löschspannung V_l.

Der Kondensatorspannung entspricht die Stromstärke $\frac{V}{R_i}$. In der Zeit dt wird also die Strommenge $\frac{V}{R_i}\, dt$ transportiert. Diese ist gleich $-C \cdot dV$ dem Ladungsverlust des Kondensators C.

$$\frac{V}{R_i}\, dt = -\, C dV$$

$$\frac{dt}{R_i C} = -\frac{dV}{V}$$

$$\int \frac{dt}{R_i C} = -\int \frac{dV}{V} = \frac{t}{R_i C} = -ln\, V$$

Hieraus erhält man, wenn man die Grenzen V_z und V_l der Rücklaufzeit Tr einsetzt

$$Tr = R_i\, C\, (ln\, V_z - ln\, V_l). \quad . \quad . \quad . \quad (4)$$

Die gesamte Dauer einer Periode T wird also

$$T = R\, C\, ln \frac{U - V_l}{U - V_z} + R_i\, C\, ln \frac{V_z}{V_l} \quad . \quad . \quad (5)$$

Die Formel entspricht der von A. R i g h i angegebenen, wie sie von Hollmann benutzt wird. Sie ist für tiefe Frequenzen gültig. Für hohe Frequenzen muß für Glimmlampen die Entionisierungszeit hinzugefügt werden. In der Praxis, besonders für das Fernsehen, hat die Rücklaufzeit in Prozenten der Gesamtperiode = $Tr\,\%$ Bedeutung.

$$Tr\ {}^0\!/_0 = \frac{R_i\, C\, ln \dfrac{V_z}{V_l}}{R\, C\, ln \dfrac{U - V_l}{U - V_z} + R_i\, C\, ln \dfrac{V_z}{V_l}} \quad . \quad (6)$$

Bei konstanter Nutzspannung, Löschspannung, Zündspannung wird

$$Tr\ {}^0\!/_0 = \frac{R_i\, A}{R\, B + R_i\, A} \qquad \begin{matrix} A = ln \dfrac{V_z}{V_l} \\ B = ln \dfrac{U - V_l}{U - V_z} \end{matrix} \quad . \quad (6a)$$

Die Formel (6 a) zeigt, daß der prozentuale Anteil der Rücklaufzeit mit zunehmendem R_i steigt. Da die Formel (6) von C unabhängig ist, müßte bei konstantem $\frac{R_i}{R}$ und konstanter Nutzspannung die Rücklaufzeit in Prozenten für alle Frequenzen konstant bleiben. Beim Thyratron trifft dieses für hohe Frequenzen wegen der Entionisierungszeit nicht zu. Wieweit (6 a) für die Nachbildungen durch Hochvakuumröhren gültig ist, wird in der folgenden Arbeit gezeigt.

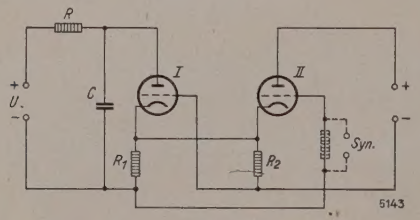


Abb. 3.

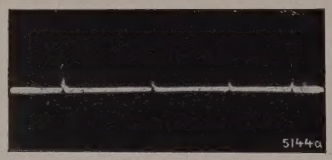
3. Die Schaltung

Die Messungen wurden an der Schaltung nach Leithäuser Sohnemann gemäß Abb. 3 durchgeführt. Der Kondensator C wird über den Widerstand R aus einer Batterie mit der Spannung U aufgeladen. Die Entladeröhre I ist durch eine negative Gittervorspannung $-Ug_1$ verriegelt. Die Spannung Ug_1 wird an dem Widerstand R_2, der in der Kathodenleitung der Röhre II liegt, gewonnen. Die Größe der Spannung wird durch die Höhe des Anodenstroms in der Röhre II und durch die Größe von R_2 bestimmt. Die Spannung von Ug_1 wird durch die Anodenspannung an der Röhre II und durch die Größe von R_2 so gewählt, daß in der Röhre I oberhalb einer bestimmten Anodenspannung (Zündspannung) ein Anodenstrom fließen kann. Wenn diese Zündspannung an C erreicht ist, entsteht an dem Widerstand R_1 ein Spannungsabfall, der die Röhre II verriegelt. Die Gittervorspannung Ug_1 wird gleich 0, da in der Röhre II kein Strom mehr fließt und somit an R_2 kein Spannungsabfall mehr besteht. Hierdurch wird der innere Widerstand der Röhre I klein, und der Kondensator C kann sich über den Widerstand R_1 und die Röhre I entladen. Wenn der Strom im Widerstand R_1 so klein ist, daß $R_1 \cdot Ja_1 = Ug_2$ die Röhre II nicht mehr verriegelt, entsteht an dem Widerstand R_2 wieder ein Spannungsabfall, der die Röhre I für Strom undurchlässig macht.

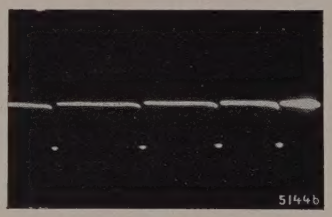
Die Spannung an R_1, R_2 und C zeigen die Oszillogramme in Abb. 4. Die Daten waren:

$U = 250$ V,
$R_1 = 1750\ \Omega$,
$R_2 = 50$ kΩ,
$R = 0{,}1$ MΩ,
$-Ug_1 = 27$ V,
$Ja_{max} = 45$ mA.

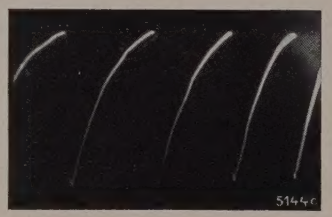
Die im Oszillogramm gemessene Amplitude der Kippspannung betrug 150 Volt, als Röhre wurde wegen der leistungsfähigen Kathode die RENS 1374 d benutzt, deren Schirmgitter und Anode verbunden waren.



$a = Ug_2$ *an* R_1



$b = Ug_1$ *an* R_2



$c =$ *Spannung an* C

Abb. 4.

Um das genaue Arbeiten der Schaltung zu untersuchen, wurde das Kippdiagramm statisch aufgenommen. Entsprechend Abb. 5 wurde der Kondensator C durch einen Spannungsteiler ersetzt, mit dessen Hilfe die Spannung U_{Kond} eingestellt wurde.

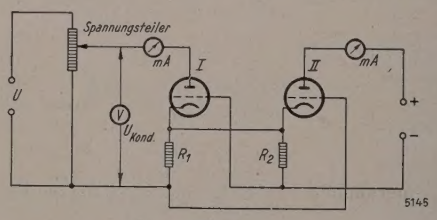


Abb. 5.

Beobachtet wurde der Anodenstrom der Röhre I. Die sich am Widerstand R_2 einstellende Gittervorspannung Ug_1 wurde aus dem Anodenstrom der Röhre II berechnet, ebenso die Gittervorspannung Ug_2, die an dem Widerstand R_1 entsteht. Das Diagramm wird in Abb. 6 wiedergegeben. Der obere Teil der Abb. 6 enthält die Ja/UaCharakteristik der Röhre RENS 1374 d mit dem Außenwiderstand R_1. Als Parameter wurde die Gittervorspannung $Ug_1 = R_2 \cdot Ja_2$ aufgetragen. Der untere Teil zeigt das Ug/Ja-Diagramm der REN 914, die als Röhre II benutzt wurde.

Die Schaltung arbeitet folgendermaßen:

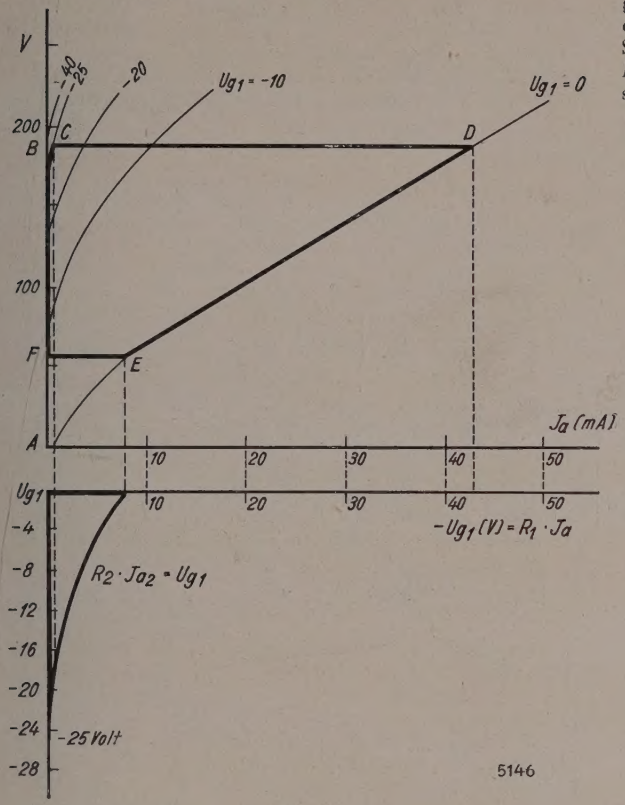


Abb. 6.

Die Spannung am Kondensator wird bis zum Punkt *B* gesteigert, hier tritt ein schwacher Strom auf, der bei weiterer Erhöhung der Anodenspannung bis *C* steigt (Zündspannung, der Anodenstrom beträgt in diesem Moment 0,01 bis 0,5 mA entsprechend der Größe des Widerstandes R_1); da am Gitter der Röhre II eine negative Gittervorspannung $-Ug_2 = Ja_1 \cdot R_1$ auftritt, bricht der Anodenstrom in der Röhre II und somit die negative Gittervorspannung an der Röhre I zusammen. Der Anodenstrom springt bis *D*. Im richtigen Betriebe würde jetzt durch die Entladung des Kondensators *C* die Spannung U_{Kond} sinken. Dieses wird durch Herabsetzen der Spannung mit Hilfe des Spannungsteilers ersetzt. Bis zum Punkt *E* (etwa 8 mA) sinkt der Anodenstrom entsprechend der Röhrencharakteristik, springt dann aber auf *F*, da an R_1 wieder eine Gittervorspannung an der Röhre II erreicht wird, bei der in dieser ein Anodenstrom fließen kann. Diese Spannung entspricht der Löschspannung. Im Betriebe würde jetzt die Aufladung des Kondensators *C* wieder beginnen. Das Diagramm Abb. 6 entspricht dem der Abb. 7, das aus den Oszillogrammen der Abb. 4 konstruiert wurde.

4. *Meßanordnung*

Bevor die Beobachtungen über den Einfluß der einzelnen Größen auf die Kippfrequenz, deren Amplitude und deren Rücklaufzeit berichtet werden, soll auf die Meßmethode eingegangen werden. Um die Spannungen an den einzelnen Widerständen und Kondensatoren beobachten zu können, wurden die an den Widerständen abgenommenen Spannungen direkt dem einen Plattenpaar einer Braunschen Röhre zugeführt. Die an *C* abgenommene Kippspannung wurde über ein Anpaßglied geleitet, um die Abbildung symmetrisch zur Null-Achse der Braunschen Röhre zu bekommen und hierdurch Unschärfen zu vermeiden. Die Einführung des Anpaßgliedes war außerdem erforderlich, um die Kippspannung, ohne eine Gegenspannung geben zu müssen, auf dem Schirm abzubilden. Das Anpaßglied lag immer an dem *Kondensator* C. Seine Schaltung ist in der Gesamtschaltung (Abb. 8) angegeben.

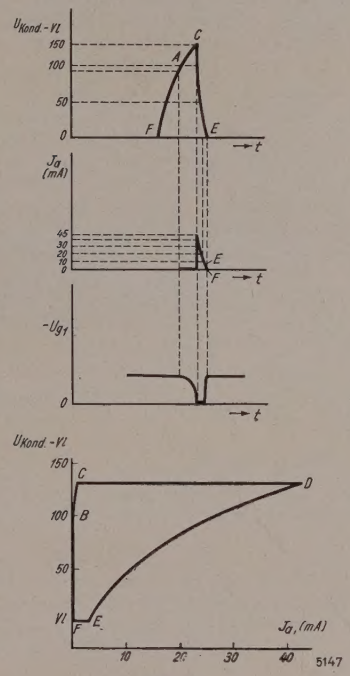


Abb. 7

Die Kapazität der Platten der Braunschen Röhre und die der Leitungen zu diesen beeinflußt das Arbeiten des zu untersuchenden Kippgerätes, wie in den Beobachtungsergebnissen über den Einfluß der Kapazitäten gezeigt wird. Deshalb wurde an den Stellen, an denen die Spannungen gemessen werden sollten, von vornherein eine Ersatzkapazität C_e von derselben Größe wie die Kapazität der Leitungen und Platten eingeschaltet, die dann bei der Messung entsprechend abgetrennt wurde.

Auf das andere Plattenpaar wurde zur Zeitablenkung eine Kippfrequenz aus einem Thyratron-Kippgerät gegeben. Um das Thyratron-Kippgerät zu synchronisieren, wurde an dem Fallwiderstand in der Kathodenleitung der Entladeröhre R_1 eine Wechselspannung abgegriffen,

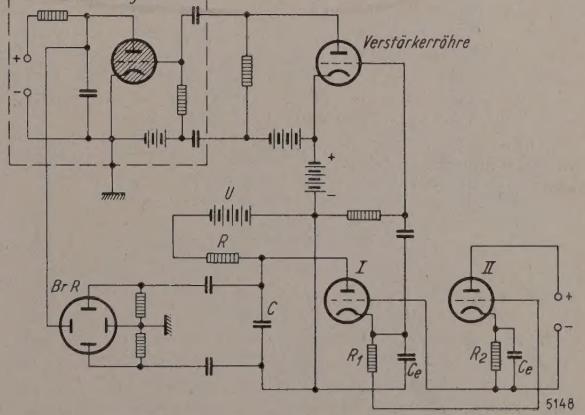


Abb. 8

die über eine Verstärkerröhre dem Gitter des Thyratrons zugeführt wurde. Die Einschaltung der Verstärkerröhre erwies sich als unbedingt nötig, um Rückwirkungen von dem Zeitablenkgerät auf das zu untersuchende Kippgerät zu verhindern, und um die Kapazität zwischen Gitter und Kathode der zweiten Röhre nicht unnütz zu erhöhen. Die Synchronisierspannung wurde an dieser Stelle abgenommen, weil sich diese bei Vorversuchen als besonders unempfindlich erwiesen hatte.

Um von dem Lichtnetz unabhängig zu sein und um kapazitive Kopplungen über dasselbe zu vermeiden, wurden die Betriebsspannungen Anodenbatterien entnommen. Da in dem vorliegenden Fall maximal 3 mA benötigt wurden, blieben die Spannungen derselben über genügend lange Zeit konstant. Um trotzdem in dieser Hinsicht sicher zu gehen, wurden die geeigneten Meßpunkte durch Versuche bestimmt. Die Messungen wurden nicht auf dem Schirm der Braunschen Röhre ausgeführt, weil dieses zu lange dauern würde. Deshalb wurden in möglichst kurzer Zeit von der gesamten Meßreihe Oszillogramme photographisch aufgenommen, die dann nachträglich ausgewertet wurden.

Die Betriebsspannungen wurden vor und nach jeder Messung kontrolliert. Der Spannungsunterschied betrug in keinem Fall mehr als ½ %.

5. *Der Einfluß von R_1*

Die Rücklaufzeit ist für niedrige Frequenzen, konstante Betriebsspannungen und gleiche Werte des Widerstandes R_2 nur von dem Verhältnis R_i/R abhängig. Aus der Formel (6) wurden für die Fälle $A\,R_i/RB = 0{,}1$ bis 0,01 die Werte der prozentualen Rücklaufzeit ausgerechnet. Die Werte sind in der Kurve Abb. 9 graphisch aufgetragen. Sie liegen annähernd auf einer Geraden.

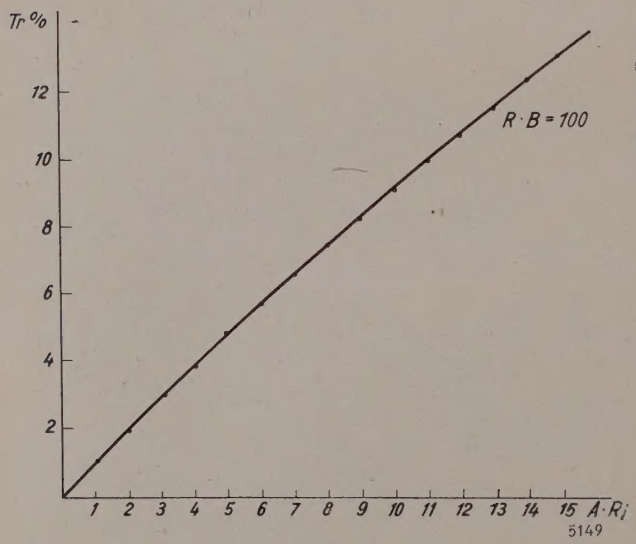


Abb. 9.

In der Kippanordnung setzt sich R_i aus dem inneren Röhrenwiderstand und dem Kopplungswiderstand in der Kathodenleitung der Entladeröhre R_1 zusammen. Der Kopplungswiderstand R_1 ist direkt in Ohm meßbar, während der innere Röhrenwiderstand im Zündmoment von der Höhe des Kopplungswiderstandes von R_1 abhängig ist, da der innere Röhrenwiderstand von der Spannung an der Röhre abhängt. Der Gesamtwiderstand = innerer Widerstand + Kopplungswiderstand liegt in der Größenordnung von 2000 bis 10 000 Ohm.

R_1 beeinflußt zunächst die Zündspannung. Die Gittervorspannung für die Röhre II (Steuerröhre) ist durch die Beziehung $Ug_2 = Ja_1 \cdot R_1$ gegeben. Bei gleichen Betriebsverhältnissen ist der Kippmoment durch eine bestimmte Spannung Ug_2 gegeben, wie es die Oszillogramme Abb. 12 zeigen, welche die durch die Steuerröhre verstärkte Gitterspannung Ug_2 wiedergeben. Die Größe des Widerstandes R_1 bestimmt also den Wert des Vorstromes, bei dem diese Spannung erreicht wird. Hier-

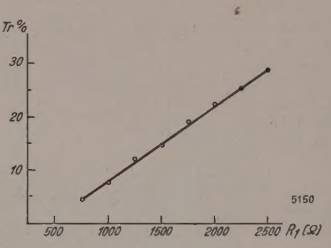


Abb. 10.

durch wird die Zündspannung bestimmt, da der Vorstrom — entsprechend dem Kippdiagramm Abb. 6 — durch die Höhe der Spannung am Kondensator C bestimmt ist. Die Zündspannung steigt also mit kleiner werdendem Widerstande R_1. Hierdurch ist gleichzeitig die Möglichkeit des Kippens gegeben. Wenn der Vor-

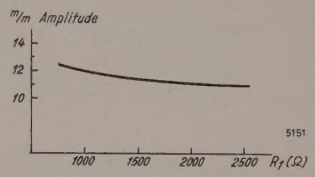
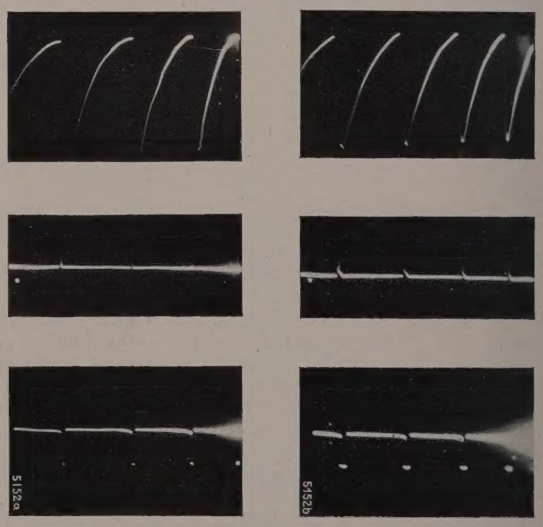


Abb. 11.

strom, dessen Höhe durch die negative Gittervorspannung Ug_1 bestimmt wird — auch wenn die Kondensatorspannung gleich der Batteriespannung ist —, mit R_1 zusammen nicht den erforderlichen Wert Ug_2 erreicht, kann das Kippen nicht eintreten. Ebenso wenn R_1 zu klein ist, um dieser Bedingung zu genügen.



a *Abb. 12.* *b*

Weiter beeinflußt die Größe des Widerstandes R_1 die Löschspannung. Der Löschmoment ist, wie aus dem Kippdiagramm Abb. 6 zu ersehen ist, durch die negative Gittervorspannung Ug_2 gegeben, bei der ein Fließen des Anodenstromes in der Steuerröhre wieder möglich ist.

Da der Strom in der Entladeröhre entsprechend der Funktion

$$Ja = Ja_z \cdot e^{-\frac{t}{Ri\,C}} + U \cdot \frac{1}{R_i + R}$$

abklingt, ist die Spannung $-Ug_2$ gegeben durch

$$-Ug_2 = R_1 \cdot Ja_1 = R_1 \cdot Ja_z \cdot e^{-\frac{t}{RC}} + U \cdot \frac{1}{R_i + R}$$

Ja_z = Anodenstrom in der Röhre I im Zündmoment.

Die Größe $U \cdot \frac{1}{R_i + R}$ ist der sich bei entriegelnder Entladeröhre einstellende Dauerstrom. Die Gleichung zeigt gleichzeitig, ob ein Rückkippen in den Aufladezustand überhaupt möglich ist. Wenn nämlich das Produkt $U \cdot \frac{1}{R_i + R}$ größer als die für den Löschmoment erforderliche Spannung Ug_2 bleibt, kann ein Rückkippen nicht mehr eintreten. In diesem Zustande ist das Gerät für alle Registrierungen geeignet, bei denen kurz auf den Synchronisierimpuls folgende Vorgänge registriert werden sollen, wie es beispielsweise bei den Registrierungen für Echo-Lotungen erforderlich ist. Erst wenn das Produkt $U \cdot \frac{1}{R_i + R}$ kleiner als die kritische Gitterspannung Ug_2 wird, ist ein selbständiges Kippen des Gerätes möglich, und die Rücklaufzeit wird durch die Formel (5) bestimmt.

Die Werte der Rücklaufzeit und der Amplitude wurden in Abhängigkeit von dem Widerstand R_1 untersucht. Der Einfluß des Widerstandes R_1 auf die prozentuale Rücklaufzeit ist in Abb. 10 aufgetragen. In der Abszisse sind die Werte des Widerstandes R_1 aufgetragen, in der Ordinate die Rücklaufzeiten in Prozenten der Gesamtperiode. Die Werte für die prozentuale Rücklaufzeit liegen, wie nach (6) zu erwarten war, innerhalb der Meßgenauigkeit auf einer Geraden. Der Einfluß des Widerstandes R_1 auf die Amplitude ist in Abb. 11 aufgetragen. Die Abszisse enthält die Werte von R_1, die Ordinate die Höhe der Amplitude in mm, die in den Oszillogrammen gemessen wurde. Weiter werden für die Werte $R_1 = 750\ \Omega$ und $1750\ \Omega$ die Spannungen an C_1, R_1, R_2 wiedergegeben, bei denen der geschilderte Einfluß des Widerstandes R_1 deutlich zu erkennen ist. In Abb. 12 a ist $R_1 = 750$ Ohm, das ist der niedrigste Wert, bei dem überhaupt ein Kippen auftrat. An der Form der Aufladekurve ist zu erkennen, daß die Zündspannung nur noch wenig unter der Batteriespannung liegt. In Abb. 12 b dagegen wird die Löschspannung erst spät erreicht, wie das Aussehen der e-Funktion im Rücklauf zeigt.

6. Der Einfluß des Widerstandes R_2

Der Widerstand R_2 liefert die negative Gittervorspannung für die Entladeröhre. Der Wert dieser Vorspannung ist durch die Beziehung $-Ug_1 = R_2 \cdot Ja_2$ gegeben. Seine Größe bestimmt die Höhe der Zündspannung V_z. Die negative Gittervorspannung Ug_1 steigt mit wachsendem Widerstand R_2. Da diese den Beginn des Vorstromes in der Entladeröhre bestimmt, wird die kritische Gitterspannung Ug_2, die für den Zündmoment erforderlich ist, erst bei höheren Spannungen des Kondensators C erreicht, wenn R_2 größer wird; die Zündspannung steigt. Die Löschspannung wird durch den Widerstand R_2 kaum beeinflußt, die Amplitude der Kippfrequenz kann also durch R_2 geregelt werden.

Die Höhe der negativen Gittervorspannung wurde in Abhängigkeit von R_2 gemessen und in Abb. 13 aufgetragen. Abb. 13 enthält als Abszisse den Wert des Widerstandes R_2 in Kiloohm, als Ordinate die Kippspannung und die Gitterspannung Ug_2 in mm, wie sie in den Oszillogrammen gemessen wurden. Außerdem wurde die Höhe des maximalen Anodenstromes Ja in der Entladeröhre aufgetragen.

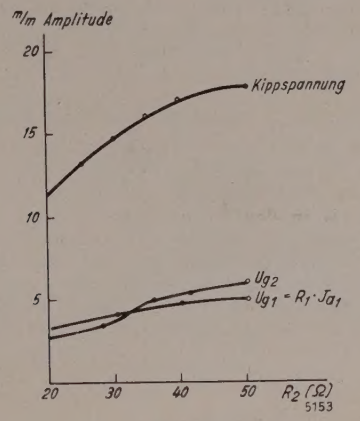


Abb. 13

Die Höhe der Zündspannung geht in die Formel (6) für die prozentuale Rücklaufzeit ein. Ihr Einfluß auf die prozentuale Rücklaufzeit ist in der Formel (6) schlecht zu übersehen. Deshalb wurde aus (6) für einige prak-

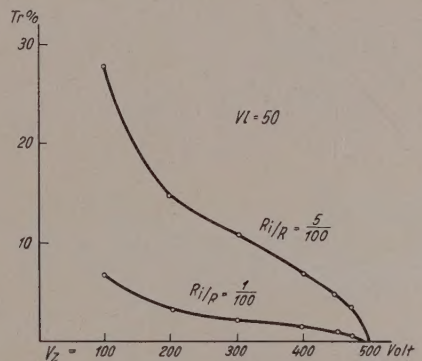


Abb. 14

tische Fälle der Wert derselben ausgerechnet und in Abb. 14 als Ordinate aufgetragen. Die benutzten Werte von $R_i : R$ sind 1 : 100 und 5 : 100. Als Löschspannung wurde 50 Volt angenommen, als Zündspannung 100 bis 500 Volt bei einer Batteriespannung $U = 500$ Volt.

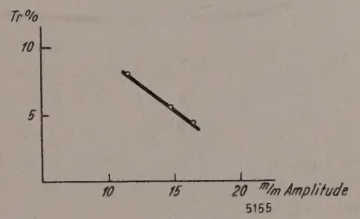


Abb. 15

Es ergibt sich, daß die prozentuale Rücklaufzeit mit abnehmender Zündspannung — das bedeutet mit abnehmender Amplitude der Kippspannung — steigt. Dieses wird durch Messungen bestätigt, wie die in Abb. 15 eingetragenen Werte zeigen. Als Abszisse wurde hier die Amplitude der Kippspannung in mm aufgetragen, als Ordinate die gemessene Rücklaufzeit in Prozenten der Periodendauer.

Die Löschspannung läßt sich bei gegebenen Röhren durch die Anodenspannung der Steuerröhre II beeinflussen, und zwar steigt sie mit zunehmender Spannung, da dann der Anodenstrom in der Steuerröhre schon bei negativeren Werten der Gitterspannung Ug_2 — das bedeutet bei höheren Anodenströmen in der Entladeröhre — einsetzen kann.

7. *Der Rücklauf bei höheren Frequenzen*

Die bisherigen Beobachtungen wurden bei Frequenzen von 25 bis 200 Hertz gemacht. Auf Grund der Formel (6) für die prozentuale Rücklaufzeit wäre zu erwarten, daß sie für alle Frequenzen konstant bleibt, wenn die Frequenz nur durch die Größe des Kondensators C geregelt wird, da (6) von C unabhängig ist. Um dieses nachzuprüfen, wurde für verschiedene Werte des Kondensators C zwischen 125 pF und 53 000 pF die Rücklaufzeit bestimmt. Sie ist in Abb. 16 aus mehreren Meßreihen,

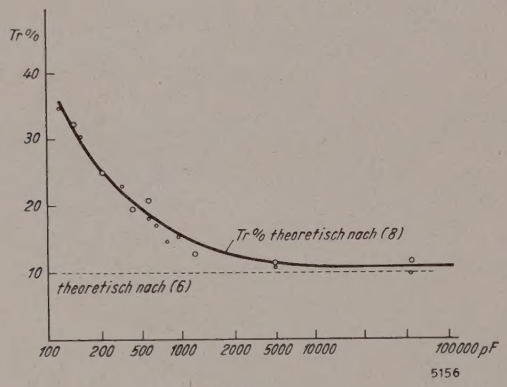


Abb. 16

die an derselben Apparatur gemacht wurden, aufgetragen. Die Rücklaufzeit in Prozenten bleibt für niedrige Frequenzen nahezu konstant, steigt aber für höhere Frequenzen an. Die Form des Anstieges in der Kurve hängt nur von der verwendeten Apparatur ab. Seine Ursache ist die aus den Kopplungswiderständen und den verschiedenen Röhren- und Schaltkapazitäten gebildete Zeitkonstante t, die sich in ihrer Wirkung mit der Entionisierungszeit der gasgefüllten Röhre vergleichen läßt. Die Rücklaufzeit ist für hohe Frequenzen nicht

$$Tr = R_i\, C \ln \frac{V_z}{V_l}, \quad . \quad . \quad . \quad . \quad (4)$$

sondern es muß zu diesem Ausdruck noch eine Zeit t hinzugefügt werden, so daß die Rücklaufzeit wird:

$$Tr = R_i\, C \ln \frac{V_z}{V_l} + t. \quad . \quad . \quad . \quad (7)$$

Die Zeit t kann für niedrige Frequenzen vernachlässigt werden. Der prozentuale Rücklauf wird also unter Benutzung der Formel (5):

$$Tr\,\% = \frac{R_i\, C \ln \frac{V_z}{V_l} + t}{R\, C \ln \frac{U - V_z}{U - V_l} + R_i\, C \ln \frac{V_z}{V_l} + t}. \quad (8)$$

Es wurde versucht, durch diese Formel den Verlauf der Kurve in Abb. 16 wiederzugeben. Zu diesem Zweck wurden unter Verwendung der Formel (5) aus den weiter unten gegebenen Betriebsdaten die theoretische Frequenz und die theoretische Rücklaufzeit berechnet. Dann wurde aus (8) der Wert von t bestimmt, der erforderlich ist, um die gemessene Rücklaufzeit von 34 % der Gesamtperiode bei einem Wert des Kondensators $C = 125$ pF zu erhalten. Der Wert betrug $3{,}25 \cdot 10^{-6}$ Sekunden. Mit diesem Wert wurden für die verschiedenen Kapazitäten die Rücklaufzeiten berechnet und diese Kurve auch in Abb. 16 eingetragen. Die gemessenen Punkte entsprechen der gerechneten Kurve innerhalb der Meßgenauigkeit (diese ist durch die Strichstärke der Braunschen Röhre bestimmt).

Die Betriebswerte waren:

$R_1 = 1400$ Ohm
$R_2 = 50$ kOhm
$R = 0{,}1$ MOhm
$R_1 + R_R = 4000$ Ohm
Die Batteriespannung $U = 400$ Volt
die Zündspannung $V_z = 220$ Volt
die Löschspannung $V_l = 70$ Volt.

Wenn der Wert t für ein Kippgerät bestimmt ist, läßt sich auch die Frequenz desselben für hohe Frequenzen im voraus berechnen. Die Periodendauer ist dann:

$$T = R\, C \ln \frac{U - V_z}{U - V_l} + R_i \ln \frac{V_z}{V_l} + t. \quad . \quad (9)$$

Die aus (5) berechnete Frequenz beträgt für die angegebenen Betriebsdaten und den Kondensator $C = 125$ pf 120 kHz, die aus (9) berechnete 85 kHz gemessen, wurde 83 kHz. Der Fehler beruht darauf, daß sich die Zeit t nicht mit genügender Genauigkeit berechnen läßt, da den gemessenen Rücklaufzeiten bereits ein Fehler bis 10 % anhaftet. Als Grund hierfür ist die Strichstärke der Braunschen Röhre anzunehmen.

8. *Die Kapazitäten*

Da der Wert t von den unvermeidlichen Kapazitäten des Aufbaus abhängt, wurden die betriebsmäßigen Kapazitäten der Röhren gemessen. Als Steuerröhre wurde die REN 914 benutzt, deren Kapazitäten betrugen:

Gitter gegen Kathode	15 pF,
Anode gegen Kathode	15 pF,
Anode gegen Gitter	10,5 pF.

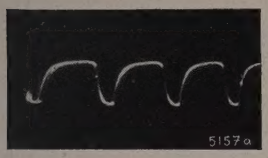
Als Entladeröhre wurde — wie erwähnt — wegen der leistungsfähigen Kathode die RENS 1374 d benutzt, deren Kapazitäten betrugen, betriebsmäßig gemessen:

Gitter gegen Kathode	15 pF,
Anode Schirmgitter gegen Kathode	32 pF,
Gitter gegen Schirmgitter	9,5 pF.

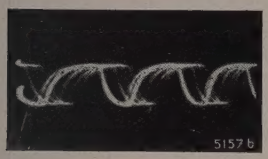
Um den Einfluß der Kapazitäten zu bestimmen und um zu untersuchen, an welchen Stellen eine Erhöhung der Kapazität besonders zu vermeiden ist, wurden allen vorhandenen Kapazitäten Kondensatoren bis 500 pF zugeschaltet. Besonders empfindlich waren die Kapazitäten Gitter gegen Anode der Entladeröhre und Gitter gegen Anode der Steuerröhre. Bei beiden war schon bei Zuschalten einer Kapazität von 20 pF keine brauchbare Spannung Ug_1 am Gitter der Steuerröhre zu erhalten. Dieses bedeutet außerdem, daß es zweckmäßig ist, Röhren mit kleinem Durchgriff zu verwenden. Weiter waren die Kapazitäten Anode gegen Kathode der Entladeröhre und Gitter gegen Kathode derselben Röhre besonders empfindlich gegen Kapazitätserhöhung.

Wenn man ein Kippgerät für hohe Frequenzen (über 100 kHz) bei kurzen Rücklaufzeiten geeignet machen will, muß man als Entladeröhre eine solche mit sehr kleinen Kapazitäten benutzen, die wegen der Bedingung für die prozentuale Rücklaufzeit für die Gittervorspannung 0 einen sehr geringen Innenwiderstand besitzt. Als Steuerröhre muß dagegen eine solche verwendet werden, die schon mit geringen negativen Vorspannungen zu verriegeln ist und die trotzdem bei der Gittervorspannung 0 einen hohen Strom zu liefern vermag. Da es in der Praxis meist nicht möglich ist, die schädlichen Kapazitäten der Entladeröhre herabzusetzen, muß man den Einfluß derselben auf die Zeitkonstante t schaltungsmäßig unwirksam machen.

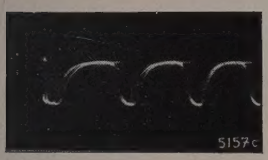
Abb. 17 a zeigt die Gitterspannung Ug ohne Zusatzkapazität, in den Abbildungen 17 b, c, d, e mit Zusatzkapazitäten, und zwar in



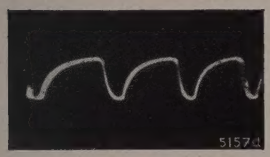
a) ohne Zusatzkapazität



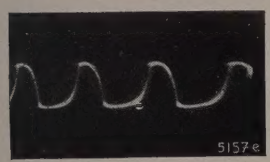
b) 20 pF parallel zu Gitter und Anode der Entladeröhre



c) 50 pF parallel zu Gitter und Anode der Steuerröhre



d) 50 pF parallel zu Kathode und Anode der Entladeröhre



e) 100 pF parallel zu Gitter und Kathode der Entladeröhre

Abb. 17

9. Ersatz des Widerstandes R_1 durch eine Induktivität

Wie gezeigt, bestimmen die Kapazitäten Gitter gegen Kathode der Entladeröhre und der Steuerröhre durch die Zeitkonstante t, die sie zusammen mit den Widerständen in den Kathodenleitungen der beiden Röhren bilden, die obere Frequenzgrenze des Kippgerätes, wenn eine bestimmte prozentuale Rücklaufzeit nicht überschritten werden darf. Entsprechend der Formel (5) ergibt die Erhöhung der Anodenspannung oder die Herabsetzung des Kopplungswiderstandes R_1 und des inneren Röhrenwiderstandes R_i höhere Frequenzen, aber keine prozentual günstigeren Rücklaufzeiten, da die Rücklaufzeiten nicht kürzer als die Zeit t werden können. Es wurde daher versucht, diese Zeitkonstante bei gegebenen Röhren und gegebenem Aufbau herabzusetzen und — wenn möglich — ein Kippgerät zu bauen, das über einen großen Frequenzumfang einen konstanten prozentualen Rücklauf ergibt.

Die Zeitkonstante T ist bei Verwendung von Widerständen (R) und Kondensatoren (C) $T = R \cdot C$. Bei Verwendung von Induktivitäten, Widerständen und Kondensatoren ist $T = \frac{L}{R} — RC$. Deshalb wurde versucht, die Widerstände in den Kathodenleitungen der Röhren (R_1 und R_2) durch Drosseln zu ersetzen. Zunächst wurde der in Abb. 3 mit R_1 bezeichnete Fallwiderstand in der Kathodenleitung der Entladeröhre durch eine Drossel ersetzt. Die Rücklaufzeit wurde gleich ½ Periode der Drossel-Eigenschwingung. Dieses wurde durch Parallelschalten von Kondensatoren zur Drossel kontrolliert: Eine Verdoppelung der Eigenkapazität der Drossel verlängert die Rücklaufzeit auf annähernd das 1,7fache.

Als Nachteil, der diese Schaltung für die praktische Verwendung unbrauchbar macht, zeigte es sich, daß die Spannung der Drossel-Eigenschwingung der Spannung am Kondensator überlagert wird, der Anstieg der Kippschwingung also nicht mehr geradlinig ist. Nur wenn die Kippfrequenz des Gerätes, bestimmt durch die Größen R und C, mit der Drossel-Eigenschwingung übereinstimmt, lassen sich sehr unstabile Kippschwingungen erzielen. Da bei diesen jedoch alle Spannungen kritisch sind, ist diese Schaltung für jegliche praktische Verwendung als Zeitablenkgerät unbrauchbar. Nur als Tongeneratoren in elektrischen Musikgeräten wären sie verwendbar.

10. Ersatz des Widerstandes R_2 durch eine Induktivität

Dann wurde der Kathodenfall-Widerstand (R_2 in Abb. 3) der Steuerröhre durch eine Induktivität ersetzt. Der Ohmsche Widerstand derselben ist zu gering, um durch den Spannungsabfall, den der Anodenstrom Ja_2 an ihr hervorruft, die Entladungsröhre zu verriegeln. Deshalb wurde die Verbindung der Induktivität zum Gitter der Entladeröhre durch einen Kondensator Cg gleichstrommäßig aufgetrennt. Die Gitterruhespannung wird über einen veränderlichen Hochohm-Widerstand R_3 zugeführt. Um die Gitterruhespannung veränderlich zu gestalten, wurde sie einem Spannungsteiler R_4 entnommen, der aus einer Batterie gespeist wird. Die Schaltung zeigt Abb. 18.

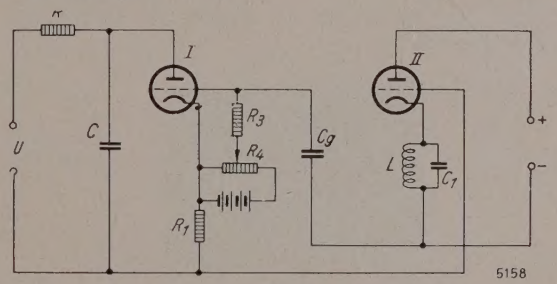


Abb. 18

Die Arbeitsweise dieser Schaltung unterscheidet sich von der der Schaltung Abb. 3 dadurch, daß nicht mehr der Ladewiderstand R und der Kondensator C frequenzbestimmend sind. Die Frequenz hängt nur von der Größe der Induktivität L und deren Parallelkapazität C_1 ab. Die Schaltung Abb. 18 läßt sich auf die fremdgesteuerte Kippschaltung der Abb. 19 zurückführen, wie sie unter anderem von M. von Ardenne beschrieben wird, deren Arbeitsweise wie folgt ist:

Ein Wechselstromgenerator G liefert eine Wechselspannung, die dem Gitter der Entladeröhre zugeführt wird. Das Gitter der Entladeröhre ist so stark negativ vorgespannt, daß im Anodenkreis nur ein Strom fließen kann, wenn die Summe der negativen Gitterruhespannung und der Wechselspannung weniger negativ ist, als die Gittervorspannung, die erforderlich ist, um die Entladeröhre gerade eben zu verriegeln. In diesem Moment wird der über den Widerstand R aufgeladene Kondensator C entladen.

In der Schaltung Abb. 18 entspricht die Röhre I der Entladeröhre, der Kreis, der aus der Induktivität und dem Kondensator C_1 gebildet wird, dem Wechselstromgenerator der Abb. 19. Die negative Gittervorspannung zur Verriegelung der Entladeröhre wird dem Spannungsteiler R_4 entnommen. Im Kathodenkreis der Entlade-

röhre liegt ein Widerstand R_1, dem eine Rückkopplungsspannung entnommen wird, die dem Gitter der Steuerröhre II zugeführt, den Schwingungskreis (L, C) anstößt.

Die Schaltung arbeitet folgendermaßen: Der Schwingkreis (L, C) sei angestoßen und liefere bereits eine Wechselspannung, die dem Gitter der Entladeröhre über den Kondensator Cg zugeführt wird. Das Gitter der Entladeröhre sei so weit negativ vorgespannt, daß in dem Moment, in dem die Wechselspannung des Schwingkreises ihren höchsten positiven Wert erreicht, ein schwacher Anodenstrom fließen kann. Jetzt tritt eine Rückkopplung wie bei der widerstandsgekoppelten Schaltung (Abb. 3) ein. An dem Widerstand R_1 entsteht eine negative Spannung, die das Gitter der Steuerröhre ver-

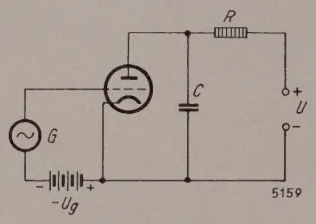


Abb. 19

riegelt und so im Anodenkreis derselben einen Stromstoß hervorruft, der sich der Wechselspannung des Kreises überlagert und so eine völlige Entriegelung der Entladeröhre I bewirkt. Das Rückkippen tritt in dem Augenblick ein, in dem die Summe der steuernden Wechselspannung und der durch die Röhre II verstärkten Spannung weniger negativ als die Gittervorspannung $-Ug_1$ wird, die erforderlich ist, um die Entladeröhre zu verriegeln.

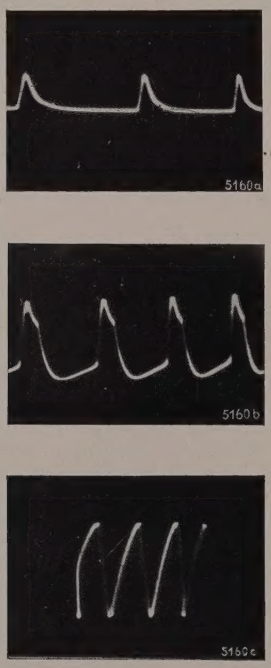


Abb. 20

Abb. 20 a zeigt die Spannung an dem Fallwiderstand in der Kathodenleitung der Entladeröhre I. Der Strom in dieser Röhre entspricht der Spannung an dem Widerstand R_1.

Abb. 20 b zeigt die Gitterspannung Ug_1; man erkennt die Grundfrequenz des Kreises, der in der Kathodenleitung der Röhre II liegt. Dieser sind die Spitzen der Spannung an dem Widerstand R_1, verstärkt durch die Röhre II, überlagert.

Abb. 20 c zeigt die dazugehörige Kippfrequenz, die an dem Kondensator C abgenommen wurde. Die Betriebswerte für die Aufnahmen waren:

U = 500 Volt
R = 25 kΩ
C = 500 pF
R_1 = 750 Ohm
L = 3 mHy
Cg = 100 pF
Rg = 200 kΩ
Ug_1 = —20 Volt
U_2 = 50 Volt
n = 120 kHz
$Tr\ ^0/_0$ = 30 %.

11. Abhängigkeit der Rücklaufzeit von der Gittervorspannung

Dann wurde die Abhängigkeit der Rücklaufzeit von der Gittervorspannung der Entladeröhre untersucht. Die Gittervorspannung $-Ug_1$ bestimmt die Zeit, für die die Summe aus der Steuerwechselspannung und der Gitterruhespannung Werte annimmt, bei denen in der Entladeröhre I ein Anodenstrom fließen kann. Die kürzeste Rücklaufzeit wird erreicht, wenn der Anodenstrom in I erst in dem Augenblick zu fließen beginnt, in dem die Steuerspannung des Schwingkreises ihren höchsten positiven Wert für das Gitter der Entladeröhre hat. Folglich muß die negative Gittervorspannung $-Ug_1$ fast so hoch sein wie der positive Anteil der Steuerspannung. Die Rücklaufzeit in Prozenten der Gesamtperiode sinkt mit steigender negativer Vorspannung.

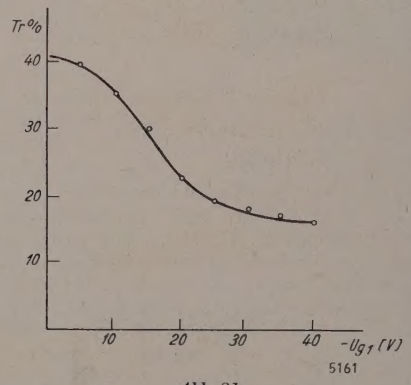


Abb. 21

Für die Werte der Gittervorspannung von 0 Volt bis —40 Volt ist dieser Zusammenhang in Abb. 21 wiedergegeben. Der Wert der prozentualen Rücklaufzeit fällt von 40 % auf 16 %, wie die Kurve zeigt.

Abb. 22 a zeigt das Oszillogramm der Kippfrequenz für die Gittervorspannung $Ug_1 = 0$ Volt, Abb. 22 b dasselbe für $Ug_1 = -20$ Volt.

Die kürzeste gemessene Rücklaufzeit war bei der benutzten Apparatur 15 %.

Mit der Schaltung Abb. 18 konnten Kippfrequenzen von maximal 200 kHz mit einer über den ganzen Bereich annähernd konstanten Rücklaufzeit von ungefähr 20 % erzielt werden, während die Anordnung Abb. 3 schon

bei 85 kHz eine Rücklaufzeit von 34 % der Periode ergab, die wie Formel (8) zeigt, wegen des Wertes t mit zunehmender Frequenz noch weiter steigt.

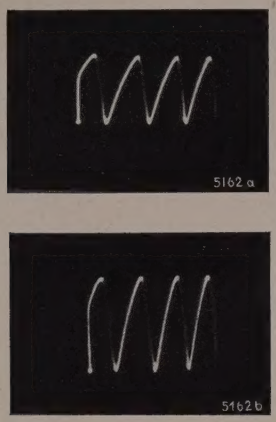
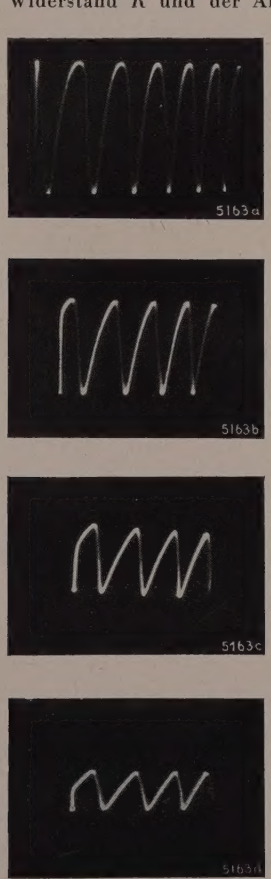


Abb. 22

12. Abhängigkeit der Kippfrequenz vom Kondensator C

Weiter wurde die Abhängigkeit der Kippfrequenz von dem Kondensator C (Abb. 18) aufgenommen. Der Kondensator C bestimmt nicht wie in der Anordnung Abb. 3 die Frequenz der Kippschwingung, sondern deren Amplitude. Seine Größe muß so bemessen sein, daß die von ihm, dem Widerstand R und der Anodenspannung gegebenen Anstiegzeit Ta größer ist als die hiervon unabhängige Zeit, in der die Röhre I verriegelt ist, damit die Aufladung des Kondensators nicht vorzeitig beendet ist. Die Form des Anstieges wird sonst — wie Abb. 23 a zeigt — für die Verwendung als Zeitablenkung unbrauchbar.



a) c = 0

b) c = 100

c) c = 200

d) c = 500

Abb. 23

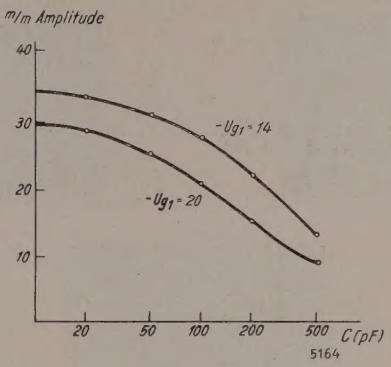


Abb. 24

Die Abhängigkeit der Amplitude der Kippschwingung von dem Kondensator C ist in Abb. 24 aufgetragen für den Wert der Gittervorspannung $Ug_1 = -20$ Volt. Um die Form der Kippschwingung bei verschiedenen Werten des Kondensators zu zeigen, werden in Abb. 23 einige Oszillogramme wiedergegeben. Der günstigste Wert des Kondensators C beträgt unter den früher angegebenen Betriebsbedingungen 225 pF.

13. 2 Induktivitäten statt der Widerstände R_1 und R_2

Die Anordnung Abb. 18 war nur für Frequenzen bis zu 200 kHz brauchbar, da die Rückkopplung durch den Widerstand R_1 nicht stark genug war, um ohne äußeren Anstoß den Kreis in der Kathodenleitung der Steuerröhre im Schwingen zu halten. Deshalb wurde, wie Abb. 25 zeigt, auch der Widerstand R_1 durch eine Induktivität Lr ersetzt, die mit dem Schwingkreis gekoppelt wurde. Hierdurch war es möglich, Kippschwingungen sehr hoher Frequenz zu erzeugen. Die Anordnung arbeitete noch bei 4 MHz. Die Form der Spannung konnte nicht mehr kontrolliert werden, da die Braunsche Röhre, die zur Verfügung stand, bei diesen Frequenzen nicht mehr folgte.

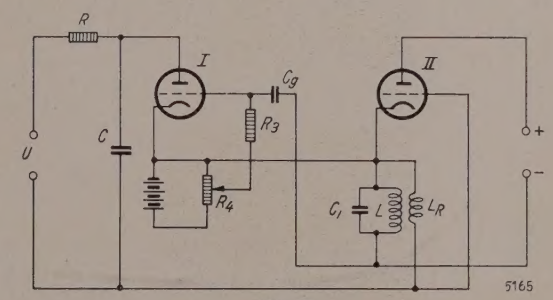


Abb. 25

Die Spannungen am Kondensator C und an den Induktivitäten L und Lr sind in den Oszillogrammen der Abb. 26 für 180 kHz wiedergegeben. Abb. 26 a zeigt die Spannung an $Lr = Ug_2$, Abb. 26 b die Spannung an $L = Ug_1$, Abb. 26 c die Kippfrequenz am Kondensator C.

Man erkennt deutlich in den Oszillogrammen Abb. 26 a und b die Sinuskurve der Schwinganordnung, der die Entladestromimpulse in der Röhre I überlagert sind. Die Abhängigkeit der Rücklaufzeit von dem Kondensator C

ist ebenso wie für die Schaltung Abb. 18 dargestellt. Sie wurde für den Wert $Ug_1 = -14$ Volt in Abb. 24 als Kurve b aufgetragen. Die Kopplung der Induktivität ist am günstigsten, wenn bei abgeschalteter Anodenspannung U der Röhre I gerade eben noch keine Schwingungen auftreten.

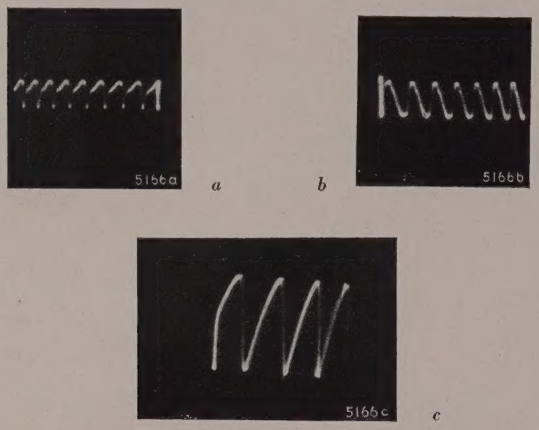


Abb. 26

In Abschnitt 9 wurde erwähnt, daß durch Ersetzen des Widerstandes R_1 durch eine Induktivität die Kippspannung unbrauchbar wird, weil sich die Spannung der Eigenschwingung der Drossel der Kippspannung überlagert. Dieser Nachteil ist bei der Schaltung Abb. 25 vermieden, weil die Frequenz der beiden Spannungen übereinstimmt und weil die Spannung an der Spule Lr wesentlich kleiner als die Spannung am Kondensator C ist.

Die Schaltungen der Abb. 18 und 25 sind für die Verwendung als Zeitablenkgerät für Kathodenstrahloszillographen geeignet, da sie bei hohen Frequenzen Kippspannungen hoher Spannung bei ausreichend kurzen Rücklaufzeiten zu liefern vermögen. Für niedrige Frequenzen (bis 50 kHz) sind ihnen allerdings die widerstandsgekoppelten Schaltungen vorzuziehen, da diese dann wesentlich kürzere Rücklaufzeiten haben. Der Verwendung der Schaltungen Abb. 18 und Abb. 25 für Fernsehzwecke dürfte zur Zeit ihre lange prozentuale Rücklaufzeit entgegenstehen.

14. Zusammenfassung

Es werden an dem Beispiel einer Glimmlampen-Kippschaltung die theoretischen Grundlagen für Kippgeneratoren behandelt. Weil die Glimmlampen unstabil arbeiten, werden die Ergebnisse dieser Formeln und der Einfluß der einzelnen Größen experimentell an einer Glimmlampennachbildung, die mit Hochvakuumröhren arbeitet, untersucht.

Abweichungen der prozentualen Rücklaufzeit verlangen eine Erweiterung der theoretischen Formel durch eine Zeit, die der Zeitkonstanten der einzelnen Apparatur entspricht, und die die Geräte für hohe Frequenzen ungeeignet macht. Um diese Zeitkonstante unwirksam zu machen, wurden zwei Kippschaltungen mit Induktivitäten entwickelt, die hohe Frequenzen bei genügend kurzen prozentualen Rücklaufzeiten herzustellen erlauben.

15. Literatur

von Ardenne, Die Kathodenstrahlröhre und ihre Anwendung in der Schwachstromtechnik. Springer, Berlin 1932.

Leithäuser-Sohnemann, Synchronisierung des Fernsehempfängers. Fernsehen, 2. 5—8. 1931. 1.

Hudec, Synchronisierung von Fernsehapparaten. Fernsehen, 2. 14—28. 1931. 1.

von Ardenne, Fremdsteuerung der Strahlbewegung der Braunschen Röhre. Zeitschrift für technische Physik, 15. 62. 1934. 2.

Frühauf, Schaltung zur Erzeugung von linearen Kippschwingungen. Archiv für Elektrotechnik, 21. 471. 1927.

Hollmann, Über symmetrische Kippschwingungen und ihre Synchronisierung. E. N. T. 8. 449—457. 1931. 10.

L. B. Turner, The Kallirotron, an aperiodic negative resistance triode combination. Radio Review, 1. 317. 1920.

Brenzinger, Ein Kathodenoszillograph. Archiv für Elektrotechnik, 24. 80. 1930.

Preußische Druckerei- und Verlags-A.-G. Berlin